



Practitioner's Docket No. 1406/164

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of: Heinrich Schenk

Application No.: 10/656,383

Group No.: 2124

Filed: September 5, 2003

Examiner: Not Assigned

For: CIRCUIT ARRANGEMENT AND METHOD FOR COMPENSATING FOR DISTURBANCES
IN A SIGNAL GENERATED BY MEANS OF DISCRETE MULTITONE MODULATION

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF CERTIFIED COPY

Attached please find the certified copy of the foreign application from which priority is claimed for this case:

Country: DE

Application Number: 10245282.2

Filing Date: 09/27/2002

Date: 12-10-03

Richard E. Jenkins
Signature of Practitioner

Richard E. Jenkins
Registration No.: 28,428

Customer No.: 25297

CERTIFICATE OF MAILING (37 C.F.R. § 1.8(a))

I hereby certify that this paper (along with any paper referred to as being attached or enclosed) is being deposited with the United States Postal Service on the date shown below with sufficient postage as first class mail in an envelope addressed to the Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.

Date: 12/11/03

Cathi H. Turner
(type or print name of person mailing paper)

Cathi H. Turner
Signature of person mailing paper

WARNING: "Facsimile transmissions are not permitted and if submitted will not be accorded a date of receipt" for "(4) Drawings submitted under §§ 1.81, 1.83 through 1.85, 1.152, 1.165, 1.174, 1.437 . . ." 37 C.F.R. § 1.6(d)(4).

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 102 45 282.2

Anmeldetag: 27. September 2002

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, München/DE

Bezeichnung: Schaltungsanordnung und Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal

IPC: H 04 L, H 04 J

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 23. September 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag


Brodig

Beschreibung

Schaltungsanordnung und Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten
5 Signal

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal und ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal.
10

Die diskrete Multiton-Modulation (DMT) - auch Mehrträgermodulation - ist ein Modulationsverfahren, das sich insbesondere zur Übertragung von Daten über linear verzerrende Kanäle eignet. Gegenüber sogenannten Einträgerverfahren, wie beispielsweise der Amplitudenmodulation, die nur eine Trägerfrequenz aufweist, werden bei der diskreten Multiton-Modulation eine Vielzahl von Trägerfrequenzen benutzt. Ein Signal setzt sich dabei aus vielen sinusförmigen Signalen zusammen, wobei jedes einzelne Signal eine Trägerfrequenz besitzt und in der Amplitude und Phase nach der Quadraturamplituden-Modulation (QAM) moduliert ist. Man erhält somit eine Vielzahl von quadraturamplitudenmodulierten bzw. QAM-modulierten Signalen. Pro Trägerfrequenz kann dabei eine bestimmte Anzahl an Bits übertragen werden. Dabei können sich aufgrund der Flexibilität der Anpassung der Datenrate oder des Sendespektrums an den Übertragungskanal oder die Störumgebung Vorteile gegenüber Einträgerverfahren ergeben. Die diskrete Multiton-Modulation
25 wird beispielsweise für den digitalen Rundfunk DAB (Digital Audio Broadcast) unter der Bezeichnung OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) und zur Übertragung von Daten über Telefonleitungen, wie z. B. bei der ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), eingesetzt.
30

Bei ADSL werden mit Hilfe eines DMT-modulierten Signals Daten von einer Vermittlungsstelle an einen analog angeschlossenen Teilnehmer über das Telefonnetz übertragen. Dabei ist durch
5 ETSI- und ANSI-Standards festgelegt, dass jede Trägerfrequenz ungefähr 4 kHz Bandbreite aufweist und höchstens bis zu 15 Bit/s/Hz transportiert. Die tatsächliche Anzahl von Bits/s/Hz kann dabei bei jeder Trägerfrequenz unterschiedlich sein, wodurch die Datenrate und das Sendespektrum an den Übertra-
10 gungskanal anpassbar ist.

Ein DMT-Übertragungssystem weist einen Codierer auf, der die Bits eines seriellen digitalen Datensignals, das übertragen werden soll, zu Blöcken zusammenfasst. Je nach Stufigkeit der
15 QAM-Modulation wird jeweils einer bestimmten Anzahl von Bits in einem Block eine komplexe Zahl zugeordnet. Durch eine komplexe Zahl wird eine Trägerfrequenz $f_i = i/T$ mit $i = 1, 2, \dots, N/2$ der diskreten Multiton-Modulation dargestellt, wobei alle Trägerfrequenzen f_i äquidistant verteilt sind. T ist die
20 Zeitdauer eines Blocks. Durch eine inverse Fouriertransformation (IFT) werden die durch Signalvektoren dargestellten Trägerfrequenzen in den Zeitbereich transformiert und stellen dort unmittelbar N Abtastwerte eines zu sendenden DMT-Signals
dar. Die komplexen Signalvektoren können als komplexe Amplituden von innerhalb eines Blocks auszusendenden Cosi-
25 nusschwingungen (Realteil) und Sinusschwingungen (Imaginärteil) aufgefasst werden. Wählt man für N eine Zweierpotenz, dann kann für die Transformation in den Zeitbereich die inverse schnelle Fourier-Transformation (IFFT; IFFT = Fast Fourier Transform) angewendet werden, wobei der Realisierungsaufwand stark reduziert wird.
30

Nach der inversen schnellen Fouriertransformation wird ein Cyclic-Prefix durchgeführt, wobei die letzten M ($M < N$) der

Abtastwerte noch einmal an den Anfang eines Blockes gehängt werden. Einem Empfänger wird dadurch ein periodisches Signal vorgetäuscht, wenn der durch einen Übertragungskanal erzeugte Einschwingvorgang nach M Abtastwerten entsprechend einer Zeit $T \cdot M / N$ abgeklungen ist. Der Entzerrungsaufwand im Empfänger lässt sich durch das Cyclic-Prefix stark reduzieren, da nach der Demodulation im Empfänger nur mit der inversen Übertragungsfunktion des Übertragungskanals multipliziert werden muss, um die linearen Verzerrungen des Übertragungskanals zu beseitigen. Dazu sind für jede Trägerfrequenz eine komplexe bzw. vier reelle Multiplikationen notwendig.

Bei ADSL ist der Übertragungskanal eine Zweidrahtleitung (Kupferdoppelader). Die Zweidrahtleitung benötigt im Verhältnis zur Länge eines Blocks eine große Zeit für den Einschwingvorgang, wodurch ein relativ großer Cyclic-Prefix erforderlich ist. Andererseits soll die durch den Cyclic-Prefix benötigte zusätzliche Übertragungskapazität möglichst gering sein. Bei einer Blocklänge von $N = 512$ ist bei ADSL ein Cyclic-Prefix von $M = 32$ festgelegt. Jedoch ist nach $M = 32$ Werten der Einschwingvorgang der Zweidrahtleitung noch nicht abgeklungen. Dadurch treten im Empfänger Störungen auf, die durch einen Frequenzbereichsentzerrer nicht beseitigt werden können.

Solche Störungen können im Empfänger mit Hilfe besonderer Signalverarbeitungsmaßnahmen reduziert werden. Dazu wird ein Zeitbereichsentzerrer (TDEQ; TDEQ = Time Domain Equalizer) einem Demodulator vorgeschaltet. Der Zeitbereichsentzerrer ist als ein digitales Transversalfilter, dessen Koeffizienten einstellbar sind, ausgeführt. Die Funktion des Zeitbereichsentzerrers besteht in der Verkürzung des Einschwingvorgangs des Übertragungskanals bzw. der Verkürzung der Impulsantwort des Gesamtsystems, das aus einem Sender, dem Übertragungska-

nal und dem Zeitbereichsentzerrer besteht. Demnach muss die Anzahl der Impulsantwortwerte des digitalen Transversalfilters möglichst kleiner der Anzahl M der Abtastwerte des Cyclic-Prefix sein. Der Entwurf solcher Zeitbereichsentzerrer ist Al-Dhahir, N., Cioffi, J.M., "Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers", IEEE Trans. on Comm., Vol.44, No.1, Jan. 1996 zu entnehmen. Ein Nachteil solcher Zeitbereichsentzerrer ist jedoch der hohe zusätzliche Schaltungsaufwand, der durch die hohe Anzahl an Koeffizienten (zwischen 20 bis 40 Koeffizienten), die das als Zeitbereichsentzerrer eingesetzte digitale Transversalfilter aufweist, bedingt ist. Ein weiterer Nachteil solcher Zeitbereichsentzerrer ist der hohe Rechenaufwand, der bei einer Filterlänge von 20 bis 40 Koeffizienten ungefähr 50 bis 100 Millionen Multiplikationen pro Sekunde beträgt und mit einem entsprechend hohen Schaltungsaufwand verbunden ist. Zusätzlich muss zur Adaption des digitalen Transversalfilters jeder Koeffizient eingestellt werden.

Fig. 5 zeigt eine in der DE 199 01 465 beschriebene Schaltungsanordnung zur empfängerseitigen Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Ein Seriell-Parallel-Wandler 1 empfängt digitale Abtastwerte eines mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signals IN. Der Seriell-Parallel-Wandler 1 bildet aus den zugeführten digitalen Abtastwerten Blöcke, wobei ein Block eine Vielzahl von N parallelen Signalen aufweist, die einem Demodulator 2 zugeführt werden. Dabei sollte N eine Zweierpotenz sein.

Der Demodulator 2 ist ein schneller Fourier-Transformator, der die Vielzahl von N zugeführten parallelen Signalen im Zeitbereich in eine Vielzahl von n Trägerfrequenzen $f_1 - f_n$ im Frequenzbereich umsetzt, wobei jede Trägerfrequenz bei der

diskreten Multiton-Modulation für eine Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) verwendet wird. Jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor a_1, b_1 bis a_n, b_n auf. Jeder Signalvektor weist zwei Elemente auf, die einen Realteil und einen Imaginärteil einer komplexen Zahl darstellen. Der Betrag und die Phase der komplexen Zahl sind der Trägerfrequenz mit QAM amodulierten Signal zugeordnet. Die jeweilige Trägerfrequenz wird auch als Frequenzkanal oder Kanal bezeichnet. Bei ADSL werden beispielsweise von 256 Trägerfrequenzen, die jeweils einen Frequenzabstand von 4,3125 kHz aufweisen, die Trägerfrequenzen 7 bis 250 entsprechend einem Frequenzspektrum von 30,1875 kHz bis 1078,125 kHz für die Signalübertragung genutzt, während der darunter liegende Frequenzbereich bis 4 kHz für die Sprachübertragung verwendet wird.

Entsprechend der Vielzahl von Signalvektoren bzw. Trägerfrequenzen sind n Frequenzbereichsentzerrer 3-1, ..., 3- n (FDEQ; FDEQ = Frequency Division Equalizer) zur Entzerrung der Signalvektoren a_1, b_1 bis a_n, b_n vorgesehen. Ein Frequenzbereichsentzerrer dient zur Kanalentzerrung eines Signalvektors. Der Frequenzbereichsentzerrer multipliziert das Eingangssignal desselben mit dem jeweiligen inversen komplexen Kanalübertragungsfunktionswert. Dazu ist jeder Frequenzbereichsentzerrer an die für eine Trägerfrequenz spezifische Übertragungscharakteristik des Übertragungskanals anpassbar. Am Ausgang jedes Frequenzbereichsentzerrers 3-1, ..., 3- n liegt jeweils ein entzerrter Signalvektor a_1', b_1' bis a_n', b_n' an.

Jedem Frequenzbereichsentzerrer 3-1, ..., 3- n ist jeweils eine Entscheiderschaltung 4-1 bzw. 4- n nachgeschaltet. Eine Entscheiderschaltung entscheidet, welcher Signalzustand im Signalzustandsraum der mit QAM modulierten Trägerfrequenzen einem zugeführten Signalvektor zugeordnet wird. Ein Signalzustand entspricht einem wertdiskreten Signalvektor a_1'', b_1'' bis

a_n'' , b_n'' , der eine wertdiskrete Amplitude und eine wertdiskrete Phase aufweist. Entscheidend für eine korrekte Zuordnung eines Signalvektors zu einem wertdiskreten Signalvektor ist ein durch die Übertragung möglichst wenig gestörter Signalvektor.

Jeder Entscheiderschaltung 4-1, ..., 4-n ist jeweils eine Decoderschaltung 5-1 bzw. 5-n nachgeschaltet. Eine Decoderschaltung decodiert aus einem zugeführten wertdiskreten Signalvektor a_1'' , b_1'' bis a_n'' , b_n'' die im Signalvektor enthaltenen binären Signale OUT0 bis OUTn.

Ein beliebiger entzerrter Signalvektor a_1' , b_1' wird als Referenzsignalvektor benutzt. Der dem Referenzsignalvektor zugeordnete Frequenzkanal wird daher als Referenzfrequenzkanal bezeichnet. Der Referenzsignalvektor des Referenzfrequenzkanals wird von der ersten Entscheiderschaltung 4-1 in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor a_1'' , b_1'' umgesetzt. Der Referenzsignalvektor wird zur Korrektur aller übrigen Signalvektoren verwendet. Dies ist aufgrund der Abhängigkeit der einzelnen Signalvektoren untereinander möglich.

Aus dem Referenzsignalvektor wird ein Fehlersignalvektor erzeugt, der zur Korrektur aller anderen Signalvektoren benutzt wird. Der Realteil a_1' und der wertdiskrete Realteil a_1'' des Referenzsignalvektors werden dazu einer ersten Subtrahiererschaltung 6 zugeführt und voneinander subtrahiert. Am Ausgang der ersten Subtrahiererschaltung 6 liegt ein Realteil Δa_1 einer komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor Δa_1 , Δb_1 enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Imaginärteil b_1' und der wertdiskrete Imaginärteil b_1'' des Referenzsignalvektors werden entsprechend einer zweiten Subtrahiererschaltung 7 zugeführt. Am Ausgang der zweiten Subtrahiererschaltung 7

liegt ein Imaginärteil Δb_1 der komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor Δa_1 , Δb_1 enthaltene Fehlersignal darstellt. Die Formel zur Bildung der Elemente des Fehlersignalvektors aus den Elementen des Referenzsignalvektors lautet:

5

$$\Delta a_1 = a_1' - a_1'' \quad \text{und} \quad \Delta b_1 = b_1' - b_1''$$

Der Fehlersignalvektor Δa_1 , Δb_1 wird jedoch an den zu korrigierenden Signalvektor mit Hilfe von Koeffizienten angepasst und zu dem Signalvektor, der einem zu korrigierenden Frequenzkanal entspricht, zur Korrektur addiert.

10

Dieses Verfahren ist im folgenden am Beispiel eines beliebigen Frequenzkanals, der einem entzerrten Signalvektor a_n' , b_n' entspricht, beschrieben. Es wird jeder Frequenzkanal außer dem Frequenzkanal, der den Referenzsignalvektor aufweist, korrigiert. Der Realteil Δa_1 des Fehlersignalvektors wird einer ersten Multipliziererschaltung 8 und parallel einer zweiten Multipliziererschaltung 11 zugeführt. Die erste Multipliziererschaltung 8 multipliziert den Realteil Δa_1 des Fehlersignalvektors mit einem ersten Koeffizienten C_{aa}^n . Die zweite Multipliziererschaltung 11 multipliziert den Realteil Δa_1 des Fehlersignalvektors mit einem zweiten Koeffizienten C_{ab}^n . Der Imaginärteil Δb_1 des Fehlersignalvektors wird einer dritten Multipliziererschaltung 9 und parallel einer vierten Multipliziererschaltung 10 zugeführt. Die dritte Multipliziererschaltung 9 multipliziert den Imaginärteil Δb_1 des Fehlersignalvektors mit einem dritten Koeffizienten C_{ba}^n . Die vierte Multipliziererschaltung 10 multipliziert den Imaginärteil Δb_1 des Fehlersignalvektors mit einem vierten Koeffizienten C_{bb}^n .

15

20

25

30

Die Ausgangssignale der ersten Multipliziererschaltung 8 und der dritten Multipliziererschaltung 9 werden einer ersten Addiererschaltung 12 zugeführt. Ein Realteil a_n' des entzerrten Signalvektors a_n' , b_n' , der am Ausgang eines Frequenzbereichsentzerrers 3-n anliegt, wird ebenfalls der ersten Addiererschaltung 12 zugeführt. Die erste Addiererschaltung 12 addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Realteil a_n^* des Signalvektors. Die Ausgangssignale der zweiten Multipliziererschaltung 11 und der vierten Multipliziererschaltung 10 werden einer zweiten Addiererschaltung 13 zugeführt. Der zweiten Addiererschaltung 13 wird weiterhin ein Imaginärteil b_n' des entzerrten Signalvektors a_n' , b_n' , der am Ausgang des zweiten Frequenzbereichsentzerrers 3-n anliegt, zugeführt. Am Ausgang der zweiten Addiererschaltung 13, die die drei zugeführten Signale addiert, liegt ein fehlerkorrigierter Imaginärteil b_n^* des Signalvektors an.

Das vorher beschriebene Verfahren lässt sich durch die folgenden Formeln ausdrücken:

$$a_n^* = a_n' + C_{aa}^n \cdot \Delta a_1 + C_{ba}^n \cdot \Delta b_1$$

$$b_n^* = b_n' + C_{ab}^n \cdot \Delta a_1 + C_{bb}^n \cdot \Delta b_1$$

Der fehlerkorrigierte Realteil a_n^* und der fehlerkorrigierte Imaginärteil b_n^* des fehlerkorrigierten Signalvektors a_n^* , b_n^* werden einer zweiten Entscheiderschaltung 4-n zugeführt, die den fehlerkorrigierten Realteil a_n^* und den fehlerkorrigierten Imaginärteil b_n^* in einen wertdiskreten Realteil a_n'' bzw. in einen wertdiskreten Imaginärteil b_n'' eines wertdiskreten Signalvektors a_n'' , b_n'' umsetzt. Der wertdiskrete Signalvektor a_n'' , b_n'' wird einer Decoderschaltung 5-n zugeführt. Die Decoderschaltung 5-n decodiert aus dem zugeführten Signalvektor das Signal OUTn.

Für jeden Signalvektor außer dem Referenzsignalvektor wird bei diesem Verfahren der Fehlersignalvektor entsprechend dem zu korrigierenden Frequenzkanal gewichtet und zu dem den Frequenzkanal zugeordneten entzerrten Signalvektor addiert. Die Gewichtungskoeffizienten C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n und C_{bb}^n zur Gewichtung des Fehlersignalvektors können mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung, wie beispielsweise dem Mean-Square-Error-Algorithmus (MSE-Algorithmus), schrittweise eingestellt werden.

$$\begin{aligned}
 C_{aa}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_1(k) \cdot \Delta a_n(k) \\
 C_{bb}^n(k) &= C_{bb}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_1(k) \cdot \Delta b_n(k) \\
 C_{ab}^n(k) &= C_{ab}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_1(k) \cdot \Delta b_n(k) \\
 C_{ba}^n(k) &= C_{ba}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_1(k) \cdot \Delta a_n(k)
 \end{aligned} \tag{1}$$

k bezeichnet einen diskreten Zeitpunkt und g gibt eine Stellgröße an. Zur Berechnung der Gewichtungskoeffizienten C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n und C_{bb}^n entsprechend den Gleichungen (1) wird sowohl der Fehlersignalvektor Δa_1 , Δb_1 des Referenzsignalvektors als auch ein Fehlersignalvektor Δa_n , Δb_n des zu korrigierenden n -ten Kanals benötigt. Der Fehlersignalvektor Δa_n , Δb_n des zu korrigierenden n -ten Kanals wird dabei entsprechend dem Fehlersignalvektor des Referenzfrequenzkanals gebildet.

Wenn ein Signalvektor nur im unteren Frequenzbereich entstört werden soll, reicht ein vereinfachter Algorithmus mit symmetrischen Gewichtungskoeffizienten C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n und C_{bb}^n aus. Dies kann beispielsweise bei einem Einsatz eines dem Demodulator 2 und dem Seriell-Parallel-Wandler 1 vorgeschalteten Zeitbereichsentzerrers der Fall sein. Die Anforderungen an den Zeitbereichsentzerrer sind dann geringer als die Anforderungen an einen Zeitbereichsentzerrer ohne Störkompensation.

Die Gewichtungskoeffizienten C_{aa}^n , C_{ba}^n , C_{ab}^n und C_{bb}^n berechnen sich in diesem Fall wie folgt:

$$\begin{aligned} C_{bb}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) \\ C_{ba}^n(k) &= -C_{ab}^n(k-1) \end{aligned} \quad (2a)$$

5

Durch die Symmetrie der Gewichtungskoeffizienten verringert sich vorteilhafterweise der benötigte Speicherplatz zur Speicherung der Gewichtungskoeffizienten. In diesem Fall lautet der Algorithmus zur Einstellung wie folgt:

$$\begin{aligned} C_{aa}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) - g \cdot (\Delta a_1(k) \cdot \Delta a_n(k) + \Delta b_1(k) \cdot \Delta b_n(k)) \\ C_{ab}^n(k) &= C_{ab}^n(k-1) - g \cdot (\Delta a_1(k) \cdot \Delta b_n(k) - \Delta b_1(k) \cdot \Delta a_n(k)) \end{aligned} \quad (2b)$$

Die Stellgröße g wird zur Vereinfachung der Multiplikation als Zweierpotenz 2^{-p} gewählt. Dadurch kann für die Multiplikation mit der Stellgröße ein einfaches Schieberegister verwendet werden. Eine weitere Vereinfachung kann dadurch erreicht werden, dass für den Realteil Δa_i und den Imaginärteil Δb_i eines Fehlersignalvektors lediglich das Vorzeichen benutzt wird (dies gilt auch für den vereinfachten Algorithmus nach den Gleichungen (2b)). Somit reduzieren sich die Multiplikationen innerhalb der Klammern der Gleichungen (2b) auf eine Einbit-Operation.

Ein Vorteil dieses Verfahrens besteht in dem geringeren Realisierungsaufwand, da die Kompensation im Block-Takt des FFT-Demodulators und nicht im Takt der Abtastfrequenz durchgeführt werden muss und andererseits eine einfache Einstellmöglichkeit der Koeffizienten gegeben ist.

Eine genaue Analyse des oben unter Bezugnahme auf Fig. 5 beschriebenen Kompensationsverfahrens zeigt jedoch, dass eine vollständige Auslöschung des durch den Einschwingvorgang des

Übertragungskanal verursachten Fehlers mit Hilfe eines Referenzfrequenzkanals nur unter den folgenden Bedingungen möglich ist:

- 5 1) Der Einschwingvorgang muss nach einem Block des FFT-Demodulators abgeklungen sein; und
- 2) Der Übertragungskanal einschließlich Sende- und Empfangsfilter muss durch eine Übertragungsfunktion zweiter Ordnung
10 beschreibbar sein bzw. der Einschwingvorgang muss durch eine lineare Differenzialgleichung zweiter Ordnung mit konstanten Koeffizienten beschreibbar sein.

Da die erste Bedingung zwar üblicherweise erfüllt ist, aber
15 die zweite Bedingung üblicherweise nicht erfüllt ist, kann mit der Schaltungsanordnung von Fig. 5 der durch den Einschwingvorgang verursachte Fehler auch nicht vollständig beseitigt werden. Es verbleibt ein Restfehler. Ein Nachteil der Schaltungsanordnung von Fig. 5 besteht daher darin, dass bei
20 Systemen mit ungünstigem Einschwingverhalten möglicherweise eine Kompensation des Einschwingvorgangs nicht mit der notwendigen Genauigkeit möglich ist, so dass in diesen Fällen das oben beschriebene Verfahren und die oben beschriebene Schaltungsanordnung nur bedingt einsetzbar sind.

25

Ein weiterer Nachteil der Schaltungsanordnung von Fig. 5 besteht darin, dass der Frequenzkanal des Referenzsignalvektors, d. h. der Referenzfrequenzkanal, nicht vollständig für die Datenübertragung genutzt werden kann, da dieser nicht
30 kompensiert wird. Außerdem kann eine durch den Referenzfrequenzkanal verursachte Fehlentscheidung zu einer Fehlervervielfachung innerhalb des betrachteten FFT-Blockes führen.

Ein weiterer Nachteil der Schaltungsanordnung von Fig. 5 besteht darin, dass diese schaltungstechnisch sehr aufwendig ist.

5 Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal und eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens zu schaffen, die einfach sind und eine effiziente und fehlerfreie Daten-
10 übertragung ermöglichen.

15 Diese Aufgabe wird durch eine Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal nach Patentanspruch 1 oder 11 und durch ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal nach Patentanspruch 14 oder 23 gelöst.

20 Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei
25 jede Trägerfrequenz einen Signalvektor aufweist, mit einer Vielzahl von ersten Addiererschaltungen, wobei der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen ein erster Fehlersignalvektor zugeführt wird und die Vielzahl von ersten Addiererschaltungen den ersten Fehlersignalvektor zu mindestens einem ersten
30 Signalvektor addiert, um einen fehlerkorrigierten ersten Signalvektor zu erzeugen; und einer Vielzahl von ersten Multipliziererschaltungen, die der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen vorgeschaltet ist und die den ersten Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten multipliziert, wo-

bei der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz ist, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

5 In den Unteransprüchen finden sich vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der in Anspruch 1 oder 11 angegebenen Schaltungsanordnung und des in Anspruch 14 oder 23 angegebenen Verfahrens.

10 Gemäß einer bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung ist der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz, die im Frequenzbereich benachbart zu einer Trägerfrequenz liegt, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

15

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung ist der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz, die im Frequenzbereich einer Trägerfrequenz, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird, unmittelbar vorhergeht.

20

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung umfasst die Schaltungsanordnung ferner mindestens eine weitere Vielzahl von ersten Addiererschaltungen,

25

die der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen nachgeschaltet ist, wobei der mindestens einen weiteren Vielzahl von ersten Addiererschaltungen jeweils ein weiterer Fehlersignalvektor zugeführt wird, und wobei die mindestens eine weitere Vielzahl von ersten Addiererschaltungen den jeweiligen weiteren

30

Fehlersignalvektor zu dem mindestens einen Signalvektor addiert, um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor zu erzeugen; und mindestens eine weitere Vielzahl von ersten Multipliziererschaltungen, die der mindestens einen weiteren Vielzahl von ersten Addiererschaltungen vorgeschal-

tet ist und die den jeweiligen weiteren Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten multipliziert.

5 Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung ist der jeweils weitere Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

10 Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung ist der jeweils weitere Fehlersignalvektor jeweils eine zeitlich vorhergehende Version eines bestimmten Fehlersignalvektors.

15 Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung umfasst die Schaltungsanordnung ferner mindestens eine Pufferschaltung zur Speicherung einer zeitlich vorhergehenden Version eines Fehlersignalvektors.

20 Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung umfasst die Schaltungsanordnung ferner eine Entscheiderschaltung, die den fehlerkorrigierten ersten Signalvektor in einen wertdiskreten ersten Signalvektor abbildet; und eine Subtrahiererschaltung zur Bildung eines zweiten Fehlersignalvektors, die den ersten Signalvektor und den
25 wertdiskreten ersten Signalvektor voneinander subtrahiert, wobei der zweite Fehlersignalvektor verwendet wird, um einen fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor eines zweiten Signalvektors einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des ersten Signalvektors benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

30

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung umfasst die Schaltungsanordnung ferner eine Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen, wobei der Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen der zweite Fehlersignalvektor

zugeführt wird und die Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen den zweiten Fehlersignalvektor zu dem zweiten Signalvektor addiert, um den fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor zu erzeugen; und eine Vielzahl von zweiten Multipliziererschaltungen, die der Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen vorgeschaltet ist und die den zweiten Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten multipliziert.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnung umfasst die Schaltungsanordnung ferner eine weitere Entscheiderschaltung, die den fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor in einen wertdiskreten zweiten Signalvektor abbildet; und eine weitere Subtrahiererschaltung zur Bildung eines dritten Fehlersignalvektors, die den zweiten Signalvektor und den wertdiskreten zweiten Signalvektor voneinander subtrahiert, wobei der dritte Fehlersignalvektor verwendet wird, um einen fehlerkorrigierten dritten Signalvektor eines dritten Signalvektors einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des zweiten Signalvektors benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

Die Erfindung betrifft ferner einer Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor aufweist, mit Entscheiderschaltungen denen jeweils ein Referenzsignalvektor zugeführt wird, die den jeweiligen Referenzsignalvektor in einen jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektor abbilden; Subtrahiererschaltungen zur Bildung eines jeweiligen Fehlersignalvektors, die den jeweiligen Referenzsignalvektor und den jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektor voneinander

subtrahieren; Gruppen von ersten Addiererschaltungen, wobei jeder Gruppe von ersten Addiererschaltungen jeweils ein Fehlersignalvektor zugeführt wird und die Gruppen von ersten Addiererschaltungen den jeweiligen Fehlersignalvektor zu mindestens einem Signalvektor addieren, um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor zu erzeugen; und Gruppen von ersten Multipliziererschaltungen, die jeweils einer Gruppe von ersten Addiererschaltungen vorgeschaltet sind und die den jeweiligen Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten multiplizieren.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnungen sind die einstellbaren Koeffizienten durch eine Stellgröße einstellbar.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Schaltungsanordnungen ist für die Stellgröße eine Zweierpotenz gewählt.

Die Erfindung betrifft ferner ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor aufweist, mit den Schritten des Multiplizierens von mindestens einem Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten; und des Addierens des mit den einstellbaren Koeffizienten multiplizierten mindestens einen Fehlersignalvektors zu mindestens einem Signalvektor, um einen fehlerkorrigierten Signalvektor zu erzeugen, wobei der mindestens eine Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz ist, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

Gemäß einer bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens ist der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz, die im Frequenzbereich benachbart zu einer Trägerfrequenz liegt, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens ist der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor einer Trägerfrequenz, die im Frequenzbereich einer Trägerfrequenz, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird, unmittelbar vorhergeht.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens umfasst das Verfahren ferner die Schritte des Multiplizierens eines jeweiligen weiteren Fehlersignalvektors mit einstellbaren Koeffizienten; und des Addierens des jeweiligen mit den einstellbaren Koeffizienten multiplizierten weiteren Fehlersignalvektors zu dem mindestens einen Signalvektor, um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor zu erzeugen.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens ist der jeweils weitere Fehlersignalvektor jeweils ein Signalvektor einer Trägerfrequenz, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens ist der jeweils weitere Fehlersignalvektor jeweils eine zeitlich vorhergehende Version eines bestimmten Fehlersignalvektors.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens umfasst das Verfahren ferner die Schritte des Abbildens des fehlerkorrigierten ersten Signalvektors in einen wertdiskre-

ten ersten Signalvektor; und des Subtrahierens des ersten Signalvektors und des wertdiskreten ersten Signalvektors voneinander zur Bildung eines zweiten Fehlersignalvektors, wobei der zweite Fehlersignalvektor verwendet wird, um einen fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor eines zweiten Signalvektors einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des ersten Signalvektors benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

10 Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens umfasst das Verfahren ferner die Schritte des Multiplizierens des zweiten Fehlersignalvektors mit einstellbaren Koeffizienten; und des Addierens des mit den einstellbaren Koeffizienten multiplizierten zweiten Fehlersignalvektors zu dem zweiten Signalvektor, um den fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor zu erzeugen.

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens umfasst das Verfahren ferner die Schritte des Abbildens des fehlerkorrigierten zweiten Signalvektors in einen wertdiskreten zweiten Signalvektor; und des Subtrahierens des zweiten Signalvektors und des wertdiskreten zweiten Signalvektors voneinander zur Bildung eines dritten Fehlersignalvektors, wobei der dritte Fehlersignalvektor verwendet wird, um einen fehlerkorrigierten dritten Signalvektor eines dritten Signalvektors einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des zweiten Signalvektors benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

Die Erfindung betrifft ferner ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor aufweist, mit den Schritten

des Abbildens eines jeweiligen Referenzsignalvektors in einen jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektor; des Subtrahierens des jeweiligen Referenzsignalvektors und des jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektors voneinander zur Bildung
5 eines jeweiligen Fehlersignalvektors; des Multiplizierens des jeweiligen Fehlersignalvektors mit einstellbaren Koeffizienten; und des Addierens des jeweiligen mit den einstellbaren Koeffizienten multiplizierten Fehlersignalvektors zu mindestens einem Signalvektor, um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor zu erzeugen.
10

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Verfahren sind die einstellbaren Koeffizienten durch eine Stellgröße einstellbar.

15

Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung der Verfahren ist für die Stellgröße eine Zweierpotenz gewählt wird.

Ein Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, dass
20 der Realisierungsaufwand der beschriebenen Schaltungsanordnungen und des beschriebenen Verfahrens gemessen in Anzahl der Multiplikationen je Sekunde für die Korrektur sowie für die adaptive Einstellung erheblich geringer als bei den derzeit verwendeten Verfahren und Schaltungsanordnungen ist.

25

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, dass mit den hier beschriebenen Schaltungsanordnungen eine Verringerung des durch das Einschwingen einer Übertragungsstrecke (Sende- und Empfangsfilter sowie Übertragungskanal)
30 verursachten Restfehlers der Ausgangssignale auf ein vorgegebenes Maß immer möglich ist. Je nach Eigenschaften der Übertragungsstrecke kann eine Schaltungsanordnung gewählt werden, mit der ein hinreichend kleiner Restfehler erzielt werden kann.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, dass durch die Verwendung von Fehlersignalvektoren mit Trägerfrequenzen, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet werden, auf den Einsatz von sonst notwendigen Entscheiderschaltungen und Subtrahierschaltungen zum Erzeugen von Fehlersignalvektoren aus Referenzsignalvektoren mit Trägerfrequenzen, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet werden, verzichtet werden kann.

Die Schaltungsanordnung wird dadurch erheblich vereinfacht und der Aufwand für deren Herstellung erheblich reduziert.

Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung sind nachfolgend unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 2 ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 3 ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 4 ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der vorliegenden Erfindung; und

Fig. 5 eine bekannte Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal.

Bei der Teilnehmeranschlusstechnik, wie z. B. ADSL, werden nicht alle für die FFT-Demodulation verwendeten Frequenzkanäle auch tatsächlich für die Datenübertragung genutzt. Um über die gleiche Leitung gleichzeitig zu dem digitalen Datensignal auch noch ein analoges Sprachsignal übertragen zu können, bleiben bei ADSL die ersten fünf bis sechs Frequenzkanäle ungenutzt. Da andererseits für die Kompensation des Einschwingvorgangs der Signalvektor von prinzipiell jedem beliebigen Frequenzkanal als Referenzsignalvektor herangezogen werden kann, kann somit auch der Signalvektor eines nicht für die Datenübertragung genutzten Frequenzkanals herangezogen werden. In diesem Fall braucht der Fehlersignalvektor auch nicht mit Hilfe einer Entscheiderschaltung erzeugt zu werden. Der Signalvektor am Ausgang eines FFT-Demodulators für den für die Datenübertragung nicht genutzten Referenzfrequenzkanal kann unmittelbar zur Kompensation des Fehleranteils bedingt durch den Einschwingvorgang verwendet werden.

Fig. 1 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der Erfindung. Die Schaltungsanordnung weist einen Demodulator 2 auf, dem Blöcke, die aus einer Vielzahl von N parallelen Signalen bestehen, durch einen Seriell-Parallel-Wandler (nicht gezeigt) zugeführt werden. Der Demodulator 2 ist vorzugsweise ein schneller Fourier-Transformator, der die Vielzahl von N zugeführten parallelen Signalen im Zeitbereich in eine Vielzahl von n Trägerfrequenzen $f_1 - f_n$ im Frequenzbereich umsetzt, wobei jede Trägerfrequenz bei der diskreten Multiton-Modulation für eine Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) verwendet wird. Jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor auf, wobei hier lediglich der Signalvektor a_n, b_n für den n -ten Frequenzkanal gezeigt ist, der hier ein für die Datenübertragung verwendeter Frequenzkanal bzw. Nutzfrequenzkanal ist. Jeder Signalvektor weist 2 Elemente auf, die einen Realteil und einen Imaginär-

teil einer komplexen Zahl darstellen. Der Betrag und die Phase der komplexen Zahl sind der Trägerfrequenz mit QAM aufmodulierten Signal zugeordnet.

- 5 Folgend dem Demodulator 2 ist für jeden Frequenzkanal ein Frequenzbereichsentzerrer angeordnet. Hier ist lediglich der Frequenzbereichsentzerrer 3-n für den n-ten Frequenzkanal gezeigt, der den Signalvektor a_n , b_n entzerrt und daraus einen entzerzten Signalvektor a_n' , b_n' erzeugt.

10

Bei der in Fig. 1 gezeigten Schaltungsanordnung wird ein Signalvektor eines Frequenzkanals, der nicht zur Datenübertragung verwendet wird, als Referenzsignalvektor a_r , b_r verwendet und zur Korrektur aller übrigen entzerzten Signalvektoren

15

verwendet. Der Referenzsignalvektor a_r , b_r wird an den zu korrigierenden Signalvektor mit Hilfe von Koeffizienten angepasst und zu diesem Signalvektor zur Korrektur addiert. In Fig. 1 ist dies am Beispiel des n-ten Frequenzkanals beschrieben. Es wird jeder Frequenzkanal außer dem Frequenzkanal,

20

der den Referenzsignalvektor aufweist, korrigiert. Zur Korrektur des entzerzten Signalvektors a_n' , b_n' wird der Realteil a_r des Referenzsignalvektors einer ersten Multipliziererschaltung 14 und parallel einer zweiten Multipliziererschaltung 15 zugeführt. Die erste Multipliziererschaltung 14

multipliziert den Realteil a_r des Referenzsignalvektors a_r , b_r mit einem ersten Koeffizienten $C_{aa}^{(n)}$. Die zweite Multipliziererschaltung 15 multipliziert den Realteil a_r des Referenzsignalvektors a_r , b_r mit einem zweiten Koeffizienten $C_{ab}^{(n)}$. Der Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors wird einer dritten Multipliziererschaltung 16 und parallel einer vierten Multipliziererschaltung 17 zugeführt. Die dritte Multipliziererschaltung 16 multipliziert den Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r , b_r mit einem dritten Koeffizienten $C_{ba}^{(n)}$. Die vierte Multipliziererschaltung 17 multipliziert den Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r , b_r mit einem weiteren Koeffizienten $C_{bb}^{(n)}$.

30

Der Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors wird einer dritten Multipliziererschaltung 16 und parallel einer vierten Multipliziererschaltung 17 zugeführt. Die dritte Multipliziererschaltung 16 multipliziert den Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r , b_r mit einem dritten Koeffizienten $C_{ba}^{(n)}$. Die vierte Multipliziererschaltung 17 multipliziert den Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r , b_r mit einem weiteren Koeffizienten $C_{bb}^{(n)}$.

35

weitere Koeffizienten $C_{bb}^{(n)}$.

Die Ausgangssignale der ersten Multipliziererschaltung 14 und der dritten Multipliziererschaltung 16 werden einer ersten Addiererschaltung 18 zugeführt. Der Realteil a_n' des entzerrten Signalvektors, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-n anliegt, wird ebenfalls der ersten Addiererschaltung 18 zugeführt. Die erste Addiererschaltung 18 addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Realteil a_n^* eines fehlerkorrigierten Signalvektors. Die Ausgangssignale der zweiten Multipliziererschaltung 15 und der vierten Multipliziererschaltung 17 werden einer zweiten Addiererschaltung 19 zugeführt. Der zweiten Addiererschaltung 19 wird ferner ein Imaginärteil b_n' des entzerrten Signalvektors, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-n anliegt, zugeführt. Am Ausgang der zweiten Addiererschaltung 19, die die drei zugeführten Signale addiert, liegt ein fehlerkorrigierter Imaginärteil b_n^* des fehlerkorrigierten Signalvektors an. Der fehlerkorrigierte Realteil a_n^* und der fehlerkorrigierte Imaginärteil b_n^* des fehlerkorrigierten Signalvektors werden dann einer Decoderschaltung (nicht gezeigt) zugeführt.

Eine genaue Analyse zeigt, dass für ein Übertragungssystem, das mit einer Übertragungsfunktion n -ter Ordnung exakt beschrieben werden kann und dessen Einschwingvorgang nach einem Block des FFT-Demodulators vollständig abgeklungen ist, für die Kompensation des Einschwingvorgangs genau $n/2$ Referenzfrequenzkanäle erforderlich sind. Bei einer Übertragungsfunktion 2-ter Ordnung ($n = 2$) ist daher ein Referenzfrequenzkanal notwendig, bei einer Übertragungsfunktion 4-ter Ordnung ($n = 4$) sind zwei Referenzfrequenzkanäle und bei einer Übertragungsfunktion 6-ter Ordnung ($n = 6$) sind drei Referenzfrequenzkanäle notwendig u.s.w. Durch Erhöhung der Anzahl der Referenzfrequenzkanäle kann somit bei einem realen Übertragungssystem der verbleibende durch den Einschwingvorgang des Übertragungskanals verursachte Restfehler weiter reduziert werden.

Fig. 2 zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der Erfindung. Bei der gezeigten Schaltungsanordnung werden anstatt eines Referenzfrequenzkanals m Referenzfrequenzkanäle für die Korrektur eines beliebigen n-ten Frequenzkanals verwendet, wobei keiner der Referenzfrequenzkanäle für die Datenübertragung verwendet wird. Die durch den Demodulator 2 erzeugten Trägerfrequenzen der Referenzfrequenzkanäle weisen Referenzsignalvektoren a_{1r} , b_{1r} bis a_{mr} , b_{mr} auf. Wie bei dem Ausführungsbeispiel von Fig. 1 werden die m Realteile a_{1r} bis a_{mr} der jeweiligen Referenzsignalvektoren a_{1r} , b_{1r} bis a_{mr} , b_{mr} jeweils einer ersten Multipliziererschaltung 14-1 bis 14-m und jeweils einer zweiten Multipliziererschaltung 15-1 bis 15-m zugeführt. Jede erste Multipliziererschaltung 14-1 bis 14-m multipliziert den Realteil a_{1r} bis a_{mr} des jeweiligen Referenzsignalvektors mit einem jeweiligen zugeordneten ersten Koeffizienten $C_{aa}^{(1, n)}$ bis $C_{aa}^{(m, n)}$, und jede zweite Multipliziererschaltung 15-1 bis 15-m multipliziert den Imaginärteil b_{1r} bis b_{mr} des jeweiligen Referenzsignalvektors mit einem jeweiligen zugeordneten zweiten Koeffizienten $C_{ab}^{(1, n)}$ bis $C_{ab}^{(m, n)}$. Die m Imaginärteile b_{1r} bis b_{mr} der jeweiligen Referenzsignalvektoren a_{1r} , b_{1r} bis a_{mr} , b_{mr} werden jeweils einer dritten Multipliziererschaltung 16-1 bis 16-m und jeweils einer vierten Multipliziererschaltung 17-1 bis 17-m zugeführt. Jede dritte Multipliziererschaltung 16-1 bis 16-m multipliziert den Imaginärteil b_{1r} bis b_{mr} des jeweiligen Referenzsignalvektors mit einem jeweiligen zugeordneten dritten Koeffizienten $C_{ba}^{(1, n)}$ bis $C_{ba}^{(m, n)}$, und jede vierte Multipliziererschaltung 17-1 bis 17-m multipliziert den Imaginärteil b_{1r} bis b_{mr} des jeweiligen Referenzsignalvektors mit einem jeweiligen zugeordneten vierten Koeffizienten $C_{bb}^{(1, n)}$ bis $C_{bb}^{(m, n)}$.

Die Ausgangssignale der jeweiligen ersten Multipliziererschaltung 14-1 bis 14-m und der jeweiligen dritten Multipliziererschaltung 16-1 bis 16-m werden einer jeweiligen ersten Addiererschaltung 18-1 bis 18-m zugeführt. Ausgehend von dem
5 Realteil a_n' des entzerrten Signalvektors des n-ten Nutzfrequenzkanals, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-n anliegt und der Addiererschaltung 18-1 der ersten Addiererschaltungen 18-1 bis 18-m zugeführt wird, wird an jedem Ausgang einer ersten Addiererschaltung 18-1 bis 18-m ein fort-
10 schreitend fehlerkorrigierter Realteil $a_n^* - 1$ bis einschließlich $a_n^* - m$ des Signalvektors geliefert.

Die Ausgangssignale der jeweiligen zweiten Multipliziererschaltungen 15-1 bis 15-m und der jeweiligen vierten Multipliziererschaltung 17-1 bis 17-m werden einer jeweiligen zweiten Addiererschaltung 19-1 bis 19-m zugeführt. Ausgehend von dem Imaginärteil b_n' des entzerrten Signalvektors des n-ten Nutzkanals, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-n anliegt und der Addiererschaltung 19-1 der zweiten Addiererschaltungen 19-1 bis 19-m zugeführt wird, wird an jedem Aus-
20 gang einer zweiten Addiererschaltung 19-1 bis 19-m ein fort-schreitend fehlerkorrigierter Imaginärteil $b_n^* - 1$ bis $b_n^* - m$ des Signalvektors geliefert.

25 Alternativ zu diesem in Fig. 2 gezeigten Ausführungsbeispiel lassen sich auch Referenzfrequenzkanäle verwenden, die gleichzeitig für die Datenübertragung genutzt werden. In diesem Fall müssen die entsprechenden Fehlersignale mit Hilfe einer Entscheiderschaltung erzeugt werden.

30

Wie weiter oben bereits erwähnt, hängt der verbleibende Restfehler neben dem Einschwingverhalten auch von der Wahl des Referenzfrequenzkanals ab. Eine weitere genauere Analyse zeigt, dass sich der Restfehler bei der Kompensation des Ein-
35 schwingvorgangs eines beliebigen Frequenzkanals verringert, wenn zur Kompensation ein Referenzfrequenzkanal herangezogen

wird, dessen Frequenzabstand möglichst klein zu diesem beliebigen Frequenzkanal ist. In diesem Sinne ist es günstig, wenn zur Kompensation des Einschwinganteils eines Nutzfrequenzkanals als Referenzfrequenzkanal immer ein benachbarter Frequenzkanal verwendet wird.

Fig. 3 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der Erfindung. Folgend einem Demodulator 2 sind Frequenzbereichsentzerrer 3-1, 3-2, 3-3 ... angeordnet, die die Signalvektoren $a_1, b_1; a_2, b_2; a_3, b_3 \dots$ von Nutzfrequenzkanälen entzerren. Es sind lediglich beispielsweise drei Signalvektoren und Frequenzbereichsentzerrer gezeigt, es kann jedoch eine beliebige Anzahl von Signalvektoren bzw. Nutzfrequenzkanälen verarbeitet werden. Wie in Fig. 3 zu sehen ist, wird zur Kompensation bzw. Korrektur eines ersten Nutzfrequenzkanals mit den Signalvektoren a_1, b_1 ein vorhergehender nicht zur Datenübertragung benutzter Frequenzkanal verwendet. Dieser als Referenzfrequenzkanal verwendete Frequenzkanal weist einen Signalvektor a_r, b_r auf und die Fehlerwerte desselben können unmittelbar am Ausgang des Demodulators 2 abgegriffen werden. Der Realteil a_r des Referenzsignalvektors a_r, b_r wird einer Multipliziererschaltung 14 und parallel einer Multipliziererschaltung 15 zugeführt. Die Multipliziererschaltung 14 multipliziert den Realteil a_r des Referenzsignalvektors a_r, b_r mit einem Koeffizienten $C_{aa}^{(1)}$. Die Multipliziererschaltung 15 multipliziert den Realteil a_r des Referenzsignalvektors a_r, b_r mit einem Koeffizienten $C_{ab}^{(1)}$. Der Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r, b_r wird einer Multipliziererschaltung 16 und parallel einer Multipliziererschaltung 17 zugeführt. Die Multipliziererschaltung 16 multipliziert den Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r, b_r mit einem Koeffizienten $C_{ba}^{(1)}$, und die Multipliziererschaltung 17 multipliziert den Imaginärteil b_r des Referenzsignalvektors a_r, b_r mit einem Koeffizienten $C_{bb}^{(1)}$.

Ausgangssignale der Multipliziererschaltung 14 und der Multipliziererschaltung 16 werden einer Addiererschaltung 18 zugeführt. Ein Realteil a_1' des entzerrten Signalvektors des ersten Nutzfrequenzkanals, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-1 anliegt, wird ebenfalls der Addiererschaltung 18 zugeführt. Die Addiererschaltung 18 addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Realteil a_1^* eines fehlerkorrigierten Signalvektors. Ausgangssignale der Multipliziererschaltung 15 und der Multipliziererschaltung 17 werden einer Addiererschaltung 19 zugeführt. Ein Imaginärteil b_1' des Signalvektors des Nutzfrequenzkanals, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-1 anliegt, wird ebenfalls der Addiererschaltung 19 zugeführt. Die Addiererschaltung 19 addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Imaginärteil b_1^* des fehlerkorrigierten Signalvektors. Der fehlerkorrigierte Signalvektor a_1^*, b_1^* wird dann durch eine erste Entscheiderschaltung 4-1 in einen wertdiskreten Signalvektor a_1'', b_1'' umgesetzt.

Der erste Nutzfrequenzkanal mit dem wertdiskreten Signalvektor a_1'', b_1'' wird dann als Referenzfrequenzkanal für die Korrektur eines zweiten benachbarten Nutzfrequenzkanals verwendet. Der zweite Nutzfrequenzkanal weist einen Signalvektor a_2, b_2 auf. Aus dem wertdiskreten Signalvektor a_1'', b_1'' und dem entzerrten Signalvektor a_1', b_1' wird ein Fehlersignalvektor erzeugt, der zur Korrektur des entzerrten Signalvektors a_2', b_2' des zweiten Nutzfrequenzkanals verwendet wird. Der Realteil a_1' des entzerrten Signalvektors a_1', b_1' und der wertdiskrete Realteil a_1'' des Signalvektors werden dazu einer ersten Subtrahiererschaltung 6-1 zugeführt und voneinander subtrahiert. An einem Ausgang der ersten Subtrahiererschaltung 6-1 liegt ein Realteil Δa_1 einer komplexen Zahl an, die

das im Fehlersignalvektor Δa_1 , Δb_1 enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Imaginärteil b_1' des entzerrten Signalvektors a_1' , b_1' und der wertdiskrete Imaginärteil b_1'' des Signalvektors werden entsprechend einer zweiten Subtrahiererschaltung 7-1 zugeführt. An einem Ausgang der zweiten Subtrahiererschaltung 7-1 liegt ein Imaginärteil Δb_1 der komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor Δa_1 , Δb_1 enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Realteil Δa_1 des Fehlersignalvektors wird einer Multipliziererschaltung 8-1 und parallel einer Multipliziererschaltung 11-1 zugeführt. Die Multipliziererschaltung 8-1 multipliziert den Realteil Δa_1 des Fehlersignalvektors mit einem Koeffizienten $C_{aa}^{(2)}$. Die Multipliziererschaltung 11-1 multipliziert den Realteil Δa_1 des Fehlersignalvektors mit einem Koeffizienten $C_{ab}^{(2)}$. Der Imaginärteil Δb_1 des Fehlersignalvektors wird einer Multipliziererschaltung 9-1 und parallel einer Multipliziererschaltung 10-1 zugeführt. Die Multipliziererschaltung 9-1 multipliziert den Imaginärteil Δb_1 des Fehlersignalvektors mit einem Koeffizienten $C_{ba}^{(2)}$. Die Multipliziererschaltung 10-1 multipliziert den Imaginärteil Δb_1 des Fehlersignalvektors mit einem Koeffizienten $C_{bb}^{(2)}$.

Ausgangssignale der Multipliziererschaltung 8-1 und der Multipliziererschaltung 9-1 werden einer Addiererschaltung 12-1 zugeführt. Der Realteil a_2' des entzerrten Signalvektors des zweiten Nutzfrequenzkanals, der an einem Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-2 anliegt, wird ebenfalls der Addiererschaltung 12-1 zugeführt. Die Addiererschaltung 12-1 addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Realteil a_2^* des fehlerkorrigierten Signalvektors. Ausgangssignale der Multipliziererschaltung 11-1 und der Multipliziererschaltung 10-1 werden einer Addiererschaltung 13-1

zugeführt. Der Addiererschaltung 13-1 wird weiterhin ein Imaginärteil b_2' des entzerrten Signalvektors des zweiten Nutzfrequenzkanals, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-2 anliegt, zugeführt. An einem Ausgang der Addiererschaltung 13-1, die die drei zugeführten Signale addiert, liegt ein fehlerkorrigierter Imaginärteil b_2^* des fehlerkorrigierten Signalvektors an. Der fehlerkorrigierte Signalvektor a_2^* , b_2^* wird dann durch eine Entscheiderschaltung 4-2 in einen wertdiskreten Signalvektor a_2'' , b_2'' umgesetzt.

10

Der zweite Nutzkanal mit dem wertdiskreten Signalvektor a_2'' , b_2'' wird nun als Referenzfrequenzkanal für die Korrektur eines benachbarten dritten Nutzfrequenzkanals verwendet. Der dritte Nutzfrequenzkanal weist einen Signalvektor a_3 , b_3 auf.

15 Aus dem wertdiskreten Signalvektor a_2'' , b_2'' und dem entzerrten Signalvektor a_2' , b_2' des zweiten Nutzfrequenzkanals wird ein Fehlersignalvektor erzeugt, der zur Korrektur des Signalvektors des dritten Nutzfrequenzkanals verwendet wird.

20 Der Realteil a_2' des entzerrten Signalvektors a_2' , b_2' und der wertdiskrete Realteil a_2'' des Signalvektors werden dazu einer Subtrahiererschaltung 6-2 zugeführt und voneinander subtrahiert. An einem Ausgang der Subtrahiererschaltung 6 - 2 liegt ein Realteil Δa_2 einer komplexen Zahl an, die das im Fehler-

25 signalvektor Δa_2 , Δb_2 enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Imaginärteil b_2' des entzerrten Signalvektors a_2' , b_2' und der wertdiskrete Imaginärteil b_2'' des Signalvektors werden entsprechend einer zweiten Subtrahiererschaltung 7-2 zugeführt.

Am Ausgang der zweiten Subtrahiererschaltung 7-2 liegt ein

30 Imaginärteil Δb_2 der komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor Δa_2 , Δb_2 enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Realteil Δa_2 des Fehlersignalvektors wird einer Multiplizierer-

schaltung 8-2 und parallel eine Multipliziererschaltung 11-2
zugeführt. Die Multipliziererschaltung 8-2 multipliziert den
Realteil Δa_2 des Fehlersignalvektors mit einem Koeffizienten
 $C_{aa}^{(3)}$. Die Multipliziererschaltung 11-2 multipliziert den Re-
5 alteil Δa_2 des Fehlersignalvektors mit einem Koeffizienten
 $C_{ab}^{(3)}$. Der Imaginärteil Δb_2 des Fehlersignalvektors wird einer
Multipliziererschaltung 11-2 und parallel einer Multiplizier-
erschaltung 10-2 zugeführt. Die Multipliziererschaltung 11-2
multipliziert den Imaginärteil Δb_2 des Fehlersignalvektors
10 mit einem Koeffizienten $C_{ba}^{(3)}$. Die Multipliziererschaltung
10-2 multipliziert den Imaginärteil Δb_2 des Fehlersignalvek-
tors mit einem Koeffizienten $C_{bb}^{(3)}$.

Ausgangssignale der Multipliziererschaltung 8-2 und der Mul-
15 tipliziererschaltung 9-2 werden einer Addiererschaltung 12-2
zugeführt. Der Realteil a_3' des entzerrten Signalvektors des
dritten Nutzfrequenzsignals, der am Ausgang des Frequenzbe-
reichsentzerrers 3-3 anliegt, wird ebenfalls der Addierer-
schaltung 12-2 zugeführt. Die Addiererschaltung 12-2 addiert
20 die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Re-
alteil a_3^* des fehlerkorrigierten Signalvektors. Ausgangssig-
nale der Multipliziererschaltung 11-2 und der Multiplizierer-
schaltung 10-2 werden einer Addiererschaltung 13-2 zugeführt.
Der Addiererschaltung 13-2 wird weiterhin ein Imaginärteil
25 b_3' des entzerrten Signalvektors des dritten Nutzfrequenzka-
nals, der am Ausgang des Frequenzbereichsentzerrers 3-3 an-
liegt, zugeführt. Am Ausgang der Addiererschaltung 13-2, die
die drei zugeführten Signale addiert, liegt ein fehlerkorri-
gierter Imaginärteil b_3^* des fehlerkorrigierten Signalvektors
30 an.

Den Addiererschaltungen 12-2 und 13-2 folgt eine weitere Ent-
scheiderschaltung 4-3 zum Erzeugen eines wertdiskreten Sig-

nalvektors a_3'' , b_3'' aus dem fehlerkorrigierten Signalvektor a_3^* , b_3^* . Fortgesetzt können zur Korrektur eines vierten Nutzfrequenzkanals mit dem dritten Nutzfrequenzkanal als Referenzfrequenzkanal Subtrahiererschaltungen 6-3 und 7-3 vorgesehen sein, die aus dem entzerrten dritten Signalvektor a_3' , b_3' und dem wertdiskreten Signalvektor a_3'' , b_3'' einen Fehler-signalvektor Δa_3 , Δb_3 erzeugen. Dies kann für eine beliebige Anzahl von Nutzfrequenzkanälen fortgeführt werden. Als Referenzfrequenzkanal für den Kanal n wird immer der Kanal $n-1$ herangezogen.

Die Schaltungsanordnungen nach Fig. 1, 2 und 3 stellen Grundstrukturen dar, aus denen man weitere Strukturen ableiten kann. So lässt sich z.B. eine Entzerrerstruktur angeben, bei der die zwei letzten noch nicht für die Datenübertragung genutzten Frequenzkanäle als Referenzfrequenzkanäle für die ersten 8 Nutzfrequenzkanäle verwendet werden und der achte Nutzfrequenzkanal als Referenzfrequenzkanal für die verbleibenden Nutzfrequenzkanäle herangezogen wird. Es kann somit eine in Bezug auf einen möglichst geringen Restfehler optimale Schaltungsanordnung angegeben werden.

Wie bereits dargelegt, können die hier beschriebenen Schaltungsanordnungen zur Entzerrung nur angewendet werden, wenn der Einschwingvorgang innerhalb eines durch den FFT-Demodulator gelieferten Blockes (FFT-Blockes) abgeklungen ist. Dies ist üblicherweise der Fall. Für Übertragungssysteme, deren Einschwingvorgänge nicht innerhalb eines FFT-Blockes abgeklungen sind, z. B. aufgrund von Filtern im Sender und/oder Empfänger mit sehr steilen Filterflanken, lassen sich die in Fig. 1, 2 und 3 beschriebenen Schaltungsanordnungen erweitern und zur Entzerrung auch derartiger Systeme einsetzen. Zur Kompensation des Einschwingfehlers müssen dann zusätzlich zum Referenzkanalfehler des aktuellen FFT-Blocks

die Referenzkanalfehler der vorangegangenen FFT-Blöcke herangezogen werden.


Fig. 4 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung gemäß der Erfindung, bei der der Fehler des aktuellen FFT-Blocks sowie die Fehler der vorhergehenden FFT-Blöcke zur Fehlerkompensation verwendet werden. Bezüglich der verwendeten Referenzfrequenzkanäle entspricht die Schaltungsanordnung nach Fig. 4 der Schaltungsanordnung nach Fig. 1.


Die Schaltungsanordnungen nach Fig. 2 und 3 können ebenfalls derart erweitert werden, dass zur Kompensation nicht nur der Fehler des aktuellen FFT-Blockes sondern auch die Fehler der vorhergehenden FFT-Blöcke herangezogen werden. Auf eine gesonderte Darstellung derartiger Schaltungsanordnungen wird hierin jedoch verzichtet.

Das Ausführungsbeispiel ist für einen n-ten Nutzkanal gezeigt. Zur Speicherung von vorhergehenden Signalvektoren a_{r-1} , b_{r-1} ; a_{r-2} , b_{r-2} ; a_{r-3} , b_{r-3} ... des Referenzfrequenzkanals, der nicht zur Datenübertragung verwendet wird, sind Pufferschaltungen oder Zeitglieder 20-1, 20-2,... vorgesehen. Der Realteil und der Imaginärteil des aktuellen Signalvektors a_{r-1} , b_{r-1} und der vorhergehenden Signalvektoren a_{r-2} , b_{r-2} ; a_{r-3} , b_{r-3} ... des Referenzfrequenzkanals werden Multiplizierschaltungen 14 bis 17 mit Koeffizienten $C_{aa}^{(n,1)}$, $C_{ba}^{(n,1)}$, $C_{bb}^{(n,1)}$, $C_{ab}^{(n,1)}$, $C_{aa}^{(n,2)}$, $C_{ba}^{(n,2)}$, $C_{bb}^{(n,2)}$ und $C_{ab}^{(n,2)}$ etc. und dann Addierschaltungen 18-1, 18-2 und 19-1, 19-2 zugeführt, um aus dem entzerrten Signalvektor a_n' , b_n' des n-ten Nutzfrequenzkanals sukzessive fortschreitend fehlerkorrigierte Signalvektoren a_n^*-1 , b_n^*-1 ; a_n^*-2 , b_n^*-2 ... zu erzeugen.

Bezüglich der Einstellung der für die Kompensation erforderlichen Koeffizienten kann die Vorgehensweise, die zu Fig. 5 beschreiben ist, angewendet werden und es wird weiterhin auf

die DE 199 01 465 verwiesen. Alle Koeffizienten lassen sich in einfacher Weise mit Hilfe eines iterativen Einstellalgorithmus während des Verbindungsaufbaus einstellen und auch während der Datenübertragung nachstellen, wobei eine laufende
5 Anpassung an eventuelle Übertragungskanalveränderungen möglich ist. Besonders vorteilhaft in Bezug auf eine einfache Realisierung ist in diesem Zusammenhang der sogenannte sign-sign Algorithmus, bei dem nur die Vorzeichen der Fehlers der Referenzfrequenzkanäle vor der Kompensation und der Fehler
10 der entsprechenden Nutzfrequenzkanäle verwendet werden.

 Gegenüber dem derzeit am häufigsten angewandten Verfahren der Entzerrung mit Hilfe eines Zeitbereichsentzerrers ergibt sich mit den hier beschriebenen Schaltungsanordnungen und Verfahren
15 ren ein besseres Verhalten in Bezug auf verbleibenden Restfehler. Besonders aufwändige Verfahren zur Einstellung der Koeffizienten von Zeitbereichsentzerrern können durch ein einfaches iteratives Einstellverfahren ersetzt werden. Die Anzahl der notwendigen Multiplikationen je Sekunde ist geringer,
20 da das hier angegebene Kompensationsverfahren im Frequenzbereich mit dem Block-Takt des FFT-Demodulators arbeitet.

 Mit den hier beschriebenen Schaltungsanordnungen kann eine
25 Verringerung des durch das Einschwingen einer Übertragungsstrecke (Sende- und Empfangsfilter sowie Übertragungskanal) verursachten Restfehlers der Ausgangssignale auf ein vorgegebenes Maß immer erreicht werden. Je nach Eigenschaften der Übertragungsstrecke kann eine Schaltungsanordnung gewählt
30 werden, mit der ein hinreichend kleiner Restfehler erzielt werden kann.

Durch die Verwendung von Fehlersignalvektoren mit Trägerfrequenzen, die nicht zur Datenübertragung über den Übertra-

gungskanal verwendet werden, kann auf den Einsatz von sonst notwendigen Entscheiderschaltungen und Subtrahierschaltungen zum Erzeugen von Fehlersignalvektoren aus Referenzsignalvektoren mit Trägerfrequenzen, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet werden, verzichtet werden. Die Schaltungsanordnung wird dadurch erheblich vereinfacht und der Aufwand für deren Herstellung erheblich reduziert.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor $(a_1', b_1'; a_n', b_n')$ aufweist, mit
- 10 - einer Vielzahl von ersten Addiererschaltungen (18, 19; 18-1, 19-1), wobei der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen (18, 19; 18-1, 19-1) ein erster Fehlersignalvektor zugeführt wird und die Vielzahl von ersten Addiererschaltungen (18, 19; 18-1, 19-1) den ersten Fehlersignalvektor zu mindestens einem
- 15 ersten Signalvektor $(a_n', b_n'; a_1', b_1')$ addiert, um einen fehlerkorrigierten ersten Signalvektor $(a_n^*, b_n^*; a_n^*-1, b_n^*-1; a_1^*, b_1^*)$ zu erzeugen; und
- einer Vielzahl von ersten Multipliziererschaltungen (14, 15, 16, 17; 14-1, 15-1, 16-1, 17-1), die der Vielzahl von
- 20 ersten Addiererschaltungen (18, 19; 18-1, 19-1) vorgeschaltet ist und die den ersten Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten $(C_{aa}^{(n)}, C_{ba}^{(n)}, C_{bb}^{(n)}, C_{ab}^{(n)}; C_{aa}^{(1,n)}, C_{ba}^{(1,n)}, C_{bb}^{(1,n)}, C_{ab}^{(1,n)}; C_{aa}^{(1)}, C_{ba}^{(1)}, C_{bb}^{(1)}, C_{ab}^{(1)}; C_{aa}^{(n,1)}, C_{ba}^{(n,1)}, C_{bb}^{(n,1)}, C_{ab}^{(n,1)})$ multipliziert,
- 25 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
- dass der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor $(a_r, b_r; a_{1r}, b_{1r}; a_r-1, b_r-1)$ einer Trägerfrequenz ist, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.
- 30 2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,
- d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
- dass der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor (a_r, b_r) einer Trägerfrequenz ist, die im Frequenzbereich benachbart

zu einer Trägerfrequenz liegt, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2,

5 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor (a_r, b_r) einer Trägerfrequenz ist, die im Frequenzbereich einer Trägerfrequenz, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird, unmittelbar vorhergeht.

10

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass die Schaltungsanordnung ferner folgende Merkmale aufweist:

15 - mindestens eine weitere Vielzahl von ersten Addiererschaltungen $(18-2, 19-2$ bis $18-m, 19-m)$, die der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen $(18, 19; 18-1, 19-1)$ nachgeschaltet ist, wobei der mindestens einen weiteren Vielzahl von ersten Addiererschaltungen $(18-2, 19-2$ bis $18-m, 19-m)$ jeweils ein
 20 weiterer Fehlersignalvektor $(a_{2r}, b_{2r}$ bis $a_{mr}, b_{mr}; a_{r-2}, b_{r-2}, a_{r-3}, b_{r-3})$ zugeführt wird, und wobei die mindestens eine weitere Vielzahl von ersten Addiererschaltungen $(18-2, 19-2$ bis $18-m, 19-m)$ den jeweiligen weiteren Fehlersignalvektor $(a_{2r}, b_{2r}$ bis $a_{mr}, b_{mr}; a_{r-2}, b_{r-2}, a_{r-3}, b_{r-3})$ zu dem mindestens
 25 einen Signalvektor (a_n', b_n') addiert, um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor $(a_n^{*-2}, b_n^{*-2}$ bis $a_n^{*-m}, b_n^{*-m})$ zu erzeugen; und

- mindestens eine weitere Vielzahl von ersten Multipliziererschaltungen $(14-2, 15-2, 16-2, 17-2$ bis $14-m, 15-m, 16-m, 17-$
 30 $m)$, die der mindestens einen weiteren Vielzahl von ersten Addiererschaltungen $(18-2, 19-2$ bis $18-m, 19-m)$ vorgeschaltet ist und die den jeweiligen weiteren Fehlersignalvektor $(a_{2r}, b_{2r}$ bis $a_{mr}, b_{mr}; a_{r-2}, b_{r-2}, a_{r-3}, b_{r-3})$ mit einstellbaren Koeffi-

zienten ($C_{aa}^{(2,n)}$, $C_{ba}^{(2,n)}$, $C_{bb}^{(2,n)}$, $C_{ab}^{(2,n)}$ bis $C_{aa}^{(m,n)}$, $C_{ba}^{(m,n)}$, $C_{bb}^{(m,n)}$, $C_{ab}^{(m,n)}$; $C_{aa}^{(n,2)}$, $C_{ba}^{(n,2)}$, $C_{bb}^{(n,2)}$, $C_{ab}^{(n,2)}$) multipliziert.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4,

- 5 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass der jeweils weitere Fehlersignalvektor jeweils ein Signalvektor (a_{2r} , b_{2r} bis a_{mr} , b_{mr}) einer Trägerfrequenz ist, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

10

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4 oder 5,

- d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass der jeweils weitere Fehlersignalvektor (a_{r-2} , b_{r-2} , a_{r-3} , b_{r-3}) jeweils eine zeitlich vorhergehende Version eines bestimmten Fehlersignalvektors (a_{r-1} , b_{r-1}) ist.

15

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6,

- d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
dass die Schaltungsanordnung zur Speicherung einer zeitlich
20 vorhergehenden Version eines Fehlersignalvektors (a_{r-1} , b_{r-1}) mindestens eine Pufferschaltung (20-1, 20-2) aufweist.

20

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, 2 oder 3,

- d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
25 dass die Schaltungsanordnung ferner folgende Merkmale aufweist:

25

- eine Entscheiderschaltung (4-1), die den fehlerkorrigierten ersten Signalvektor (a_1^* , b_1^*) in einen wertdiskreten ersten Signalvektor (a_1'' , b_1'') abbildet; und

30

- eine Subtrahiererschaltung (6-1, 7-1) zur Bildung eines zweiten Fehlersignalvektors (Δa_1 , Δb_1), die den ersten Signalvektor (a_1' , b_1') und den wertdiskreten ersten Signalvektor (a_1'' , b_1'') voneinander subtrahiert,

wobei der zweite Fehlersignalvektor $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ verwendet wird, um einen fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor (a_2^*, b_2^*) eines zweiten Signalvektors (a_2', b_2') einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des ersten Signalvektors (a_1', b_1') benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 8,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass die Schaltungsanordnung ferner folgende Merkmale aufweist:

- eine Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen (12-1, 13-1), wobei der Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen (12-1, 13-1) der zweite Fehlersignalvektor $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ zugeführt wird und die Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen (12-1, 13-1) den zweiten Fehlersignalvektor $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ zu dem zweiten Signalvektor (a_2', b_2') addiert, um den fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor (a_2^*, b_2^*) zu erzeugen; und
- eine Vielzahl von zweiten Multipliziererschaltungen (8-1, 9-1, 10-1, 11-1), die der Vielzahl von zweiten Addiererschaltungen (12-1, 13-1) vorgeschaltet ist und die den zweiten Fehlersignalvektor $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ mit einstellbaren Koeffizienten $(C_{aa}^{(2)}, C_{ba}^{(2)}, C_{bb}^{(2)}, C_{ab}^{(2)})$ multipliziert.

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass die Schaltungsanordnung ferner folgende Merkmale aufweist:

- eine weitere Entscheiderschaltung (4-2), die den fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor (a_2^*, b_2^*) in einen wertdiskreten zweiten Signalvektor (a_2'', b_2'') abbildet; und
- eine weitere Subtrahiererschaltung (6-2, 7-2) zur Bildung eines dritten Fehlersignalvektors $(\Delta a_2, \Delta b_2)$, die den zweiten

Signalvektor (a_2', b_2') und den wertdiskreten zweiten Signalvektor (a_2'', b_2'') voneinander subtrahiert, wobei der dritte Fehlersignalvektor $(\Delta a_2, \Delta b_2)$ verwendet wird, um einen fehlerkorrigierten dritten Signalvektor (a_3^*, b_3^*) eines dritten Signalvektors (a_3', b_3') einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des zweiten Signalvektors (a_2', b_2') benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

11. Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor $(a_1', b_1'; a_n', b_n')$ aufweist, mit
- Entscheiderschaltungen denen jeweils ein Referenzsignalvektor $(a_{1r}, b_{1r}$ bis $a_{mr}, b_{mr})$ zugeführt wird, die den jeweiligen Referenzsignalvektor $(a_{1r}, b_{1r}$ bis $a_{mr}, b_{mr})$ in einen jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektor abbilden;
 - Subtrahiererschaltungen zur Bildung eines jeweiligen Fehlersignalvektors, die den jeweiligen Referenzsignalvektor $(a_{1r}, b_{1r}$ bis $a_{mr}, b_{mr})$ und den jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektor voneinander subtrahieren;
 - Gruppen von ersten Addiererschaltungen (18-1, 19-1 bis 18-m, 19-m), wobei jeder Gruppe von ersten Addiererschaltungen (18-1, 19-1 bis 18-m, 19-m) jeweils ein Fehlersignalvektor zugeführt wird und die Gruppen von ersten Addiererschaltungen (18-1, 19-1 bis 18-m, 19-m) den jeweiligen Fehlersignalvektor zu mindestens einem Signalvektor $(a_n', b_n'; a_1', b_1')$ addieren, um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor $(a_n^{*-1}, b_n^{*-1}$ bis $a_n^{*-m}, b_n^{*-m})$ zu erzeugen; und
 - Gruppen von ersten Multipliziererschaltungen (14-1, 15-1, 16-1, 17-1 bis 14-m, 15-m, 16-m, 17-m), die jeweils einer

Gruppe von ersten Addiererschaltungen (18-1, 19-1 bis 18-m, 19-m) vorgeschaltet sind und die den jeweiligen Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten ($C_{aa}^{(1,n)}$, $C_{ba}^{(1,n)}$, $C_{bb}^{(1,n)}$, $C_{ab}^{(1,n)}$ bis $C_{aa}^{(m,n)}$, $C_{ba}^{(m,n)}$, $C_{bb}^{(m,n)}$, $C_{ab}^{(m,n)}$) multiplizieren.

12. Schaltungsanordnung nach einem der vorangehenden Ansprüche,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

10 dass die einstellbaren Koeffizienten durch eine Stellgröße einstellbar sind.

13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

15 dass für die Stellgröße eine Zweierpotenz gewählt wird.

14. Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor

(a_1' , b_1' ; a_n' , b_n') aufweist, mit folgenden Schritten:

25 - Multiplizieren von mindestens einem Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten ($C_{aa}^{(n)}$, $C_{ba}^{(n)}$, $C_{bb}^{(n)}$, $C_{ab}^{(n)}$; $C_{aa}^{(1,n)}$, $C_{ba}^{(1,n)}$, $C_{bb}^{(1,n)}$, $C_{ab}^{(1,n)}$; $C_{aa}^{(1)}$, $C_{ba}^{(1)}$, $C_{bb}^{(1)}$, $C_{ab}^{(1)}$; $C_{aa}^{(n,1)}$, $C_{ba}^{(n,1)}$, $C_{bb}^{(n,1)}$, $C_{ab}^{(n,1)}$); und

- Addieren des mit den einstellbaren Koeffizienten multiplizierten mindestens einen Fehlersignalvektors zu mindestens einem Signalvektor (a_n' , b_n' ; a_1' , b_1'), um einen fehlerkorrigierten Signalvektor (a_n^* , b_n^* ; a_n^*-1 , b_n^*-1 ; a_1^* , b_1^*) zu erzeugen,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass der mindestens eine Fehlersignalvektor ein Signalvektor $(a_r, b_r; a_{1r}, b_{1r}; a_{r-1}, b_{r-1})$ einer Trägerfrequenz ist, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

5

15. Verfahren nach Anspruch 14,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor (a_r, b_r) einer Trägerfrequenz ist, die im Frequenzbereich benachbart

10 zu einer Trägerfrequenz liegt, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

16. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

15 dass der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor (a_r, b_r) einer Trägerfrequenz ist, die im Frequenzbereich einer Trägerfrequenz, die zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird, unmittelbar vorhergeht.

20 17. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass das Verfahren ferner folgende Schritte aufweist:

- Multiplizieren eines jeweiligen weiteren Fehlersignalvektors $(a_{2r}, b_{2r}$ bis $a_{mr}, b_{mr}; a_{r-2}, b_{r-2}, a_{r-3}, b_{r-3})$ mit einstell-

25 baren Koeffizienten $(C_{aa}^{(2,n)}, C_{ba}^{(2,n)}, C_{bb}^{(2,n)}, C_{ab}^{(2,n)}$ bis $C_{aa}^{(m,n)}, C_{ba}^{(m,n)}, C_{bb}^{(m,n)}, C_{ab}^{(m,n)}; C_{aa}^{(n,2)}, C_{ba}^{(n,2)}, C_{bb}^{(n,2)}, C_{ab}^{(n,2)})$; und

- Addieren des jeweiligen mit den einstellbaren Koeffizienten $(C_{aa}^{(2,n)}, C_{ba}^{(2,n)}, C_{bb}^{(2,n)}, C_{ab}^{(2,n)}$ bis $C_{aa}^{(m,n)}, C_{ba}^{(m,n)}, C_{bb}^{(m,n)}, C_{ab}^{(m,n)}; C_{aa}^{(n,2)}, C_{ba}^{(n,2)}, C_{bb}^{(n,2)}, C_{ab}^{(n,2)})$ multiplizierten weite-

30 ren Fehlersignalvektors $(a_{2r}, b_{2r}$ bis $a_{mr}, b_{mr}; a_{r-2}, b_{r-2}, a_{r-3}, b_{r-3})$ zu dem mindestens einen Signalvektor (a_n', b_n') , um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor $(a_n^{*-2}, b_n^{*-2}$ bis $a_n^{*-m}, b_n^{*-m})$ zu erzeugen.

18. Verfahren nach Anspruch 17,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

5 dass der jeweils weitere Fehlersignalvektor jeweils ein Signalvektor $(a_{2r}, b_{2r}$ bis $a_{mr}, b_{mr})$ einer Trägerfrequenz ist, die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

19. Verfahren nach Anspruch 17 oder 18,

10 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass der jeweils weitere Fehlersignalvektor $(a_{r-2}, b_{r-2}, a_{r-3}, b_{r-3})$ jeweils eine zeitlich vorhergehende Version eines bestimmten Fehlersignalvektors (a_{r-1}, b_{r-1}) ist.

15 20. Verfahren nach Anspruch 14, 15 oder 16,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass das Verfahren ferner folgende Schritte aufweist:

- Abbilden des fehlerkorrigierten ersten Signalvektors (a_1^*, b_1^*) in einen wertdiskreten ersten Signalvektor (a_1'', b_1'') ;

20 und

- Subtrahieren des ersten Signalvektors (a_1', b_1') und des wertdiskreten ersten Signalvektors (a_1'', b_1'') voneinander zur Bildung eines zweiten Fehlersignalvektors $(\Delta a_1, \Delta b_1)$,

wobei der zweite Fehlersignalvektor $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ verwendet

25 wird, um einen fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor (a_2^*, b_2^*) eines zweiten Signalvektors (a_2', b_2') einer unmittelbar zu der Trägerfrequenz des ersten Signalvektors (a_1', b_1') benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

30 21. Verfahren nach Anspruch 20,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass das Verfahren ferner folgende Schritte aufweist:

- Multiplizieren des zweiten Fehlersignalvektors $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ mit einstellbaren Koeffizienten $(C_{aa}^{(2)}, C_{ba}^{(2)}, C_{bb}^{(2)}, C_{ab}^{(2)})$; und

5 - Addieren des mit den einstellbaren Koeffizienten $(C_{aa}^{(2)}, C_{ba}^{(2)}, C_{bb}^{(2)}, C_{ab}^{(2)})$ multiplizierten zweiten Fehlersignalvektors $(\Delta a_1, \Delta b_1)$ zu dem zweiten Signalvektor (a_2', b_2') , um den fehlerkorrigierten zweiten Signalvektor (a_2^*, b_2^*) zu erzeugen.

10 22. Verfahren nach Anspruch 21,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

dass das Verfahren ferner folgende Schritte aufweist:

- Abbilden des fehlerkorrigierten zweiten Signalvektors (a_2^*, b_2^*) in einen wertdiskreten zweiten Signalvektor (a_2'', b_2'') ;

15 und

- Subtrahieren des zweiten Signalvektors (a_2', b_2') und des wertdiskreten zweiten Signalvektors (a_2'', b_2'') voneinander zur Bildung eines dritten Fehlersignalvektors $(\Delta a_2, \Delta b_2)$,

wobei der dritte Fehlersignalvektor $(\Delta a_2, \Delta b_2)$ verwendet

20 wird, um einen fehlerkorrigierten dritten Signalvektor (a_3^*, b_3^*) eines dritten Signalvektors (a_3', b_3') einer unmittelbar

zu der Trägerfrequenz des zweiten Signalvektors (a_2', b_2') benachbarten Trägerfrequenz zu erzeugen.

25 23. Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation (DMT) erzeugten Signal, wobei das mit diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet
30 werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor $(a_1', b_1'; a_n', b_n')$ aufweist, mit folgenden Schritten:

- Abbilden eines jeweiligen Referenzsignalvektors (a_{1r}, b_{1r} bis a_{mr}, b_{mr}) in einen jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektor;
- Subtrahieren des jeweiligen Referenzsignalvektors (a_{1r}, b_{1r} bis a_{mr}, b_{mr}) und des jeweiligen wertdiskreten Referenzsignalvektors voneinander zur Bildung eines jeweiligen Fehlersignalvektors;
- Multiplizieren des jeweiligen Fehlersignalvektors mit einstellbaren Koeffizienten ($C_{aa}^{(1,n)}, C_{ba}^{(1,n)}, C_{bb}^{(1,n)}, C_{ab}^{(1,n)}$ bis $C_{aa}^{(m,n)}, C_{ba}^{(m,n)}, C_{bb}^{(m,n)}, C_{ab}^{(m,n)}$); und
- Addieren des jeweiligen mit den einstellbaren Koeffizienten ($C_{aa}^{(1,n)}, C_{ba}^{(1,n)}, C_{bb}^{(1,n)}, C_{ab}^{(1,n)}$ bis $C_{aa}^{(m,n)}, C_{ba}^{(m,n)}, C_{bb}^{(m,n)}, C_{ab}^{(m,n)}$) multiplizierten Fehlersignalvektors zu mindestens einem Signalvektor ($a_n', b_n'; a_1', b_1'$), um einen fortschreitend fehlerkorrigierten Signalvektor (a_n^*-1, b_n^*-1 bis a_n^*-m, b_n^*-m) zu erzeugen.

24. Verfahren nach einem der Ansprüche 14 bis 23,
 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
 20 dass die einstellbaren Koeffizienten durch eine Stellgröße einstellbar sind.

25. Verfahren nach Anspruch 24,
 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
 25 dass für die Stellgröße eine Zweierpotenz gewählt wird.

Zusammenfassung

Schaltungsanordnung und Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten
5 Signal

Die Erfindung schafft ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit diskreter
10 Multiton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist, die zur Datenübertragung über einen Übertragungskanal verwendet werden, und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor (a_n', b_n') aufweist, mit einer Vielzahl von ersten Addiererschaltungen (18, 19),
15 wobei der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen ein erster Fehlersignalvektor zugeführt wird und die Vielzahl von ersten Addiererschaltungen (18, 19) den ersten Fehlersignalvektor zu mindestens einem ersten Signalvektor (a_n', b_n') addiert, um einen fehlerkorrigierten ersten Signalvektor (a_n^*, b_n^*) zu erzeugen;
20 und einer Vielzahl von ersten Multipliziererschaltungen (14, 15, 16, 17), die der Vielzahl von ersten Addiererschaltungen (18, 19) vorgeschaltet ist und die den ersten Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten $(C_{aa}^{(n)}, C_{ba}^{(n)}, C_{bb}^{(n)}, C_{ab}^{(n)})$ multipliziert, wobei der erste Fehlersignalvektor ein Signalvektor (a_r, b_r) einer Trägerfrequenz ist,
25 die nicht zur Datenübertragung über den Übertragungskanal verwendet wird.

Fig. 1

Bezugszeichenliste

	2	Demodulator
	3	Frequenzbereichsentzerrer
5	4	Entscheiderschaltung
	5	Decoderschaltung
	6	Subtrahiererschaltung
	7	Subtrahiererschaltung
	8	Multipliziererschaltung
10	9	Multipliziererschaltung
	10	Multipliziererschaltung
	11	Multipliziererschaltung
	12	Addiererschaltung
	13	Addiererschaltung
15	14	Multipliziererschaltung
	15	Multipliziererschaltung
	16	Multipliziererschaltung
	17	Multipliziererschaltung
	18	Addiererschaltung
20	19	Addiererschaltung
	20	Pufferschaltung

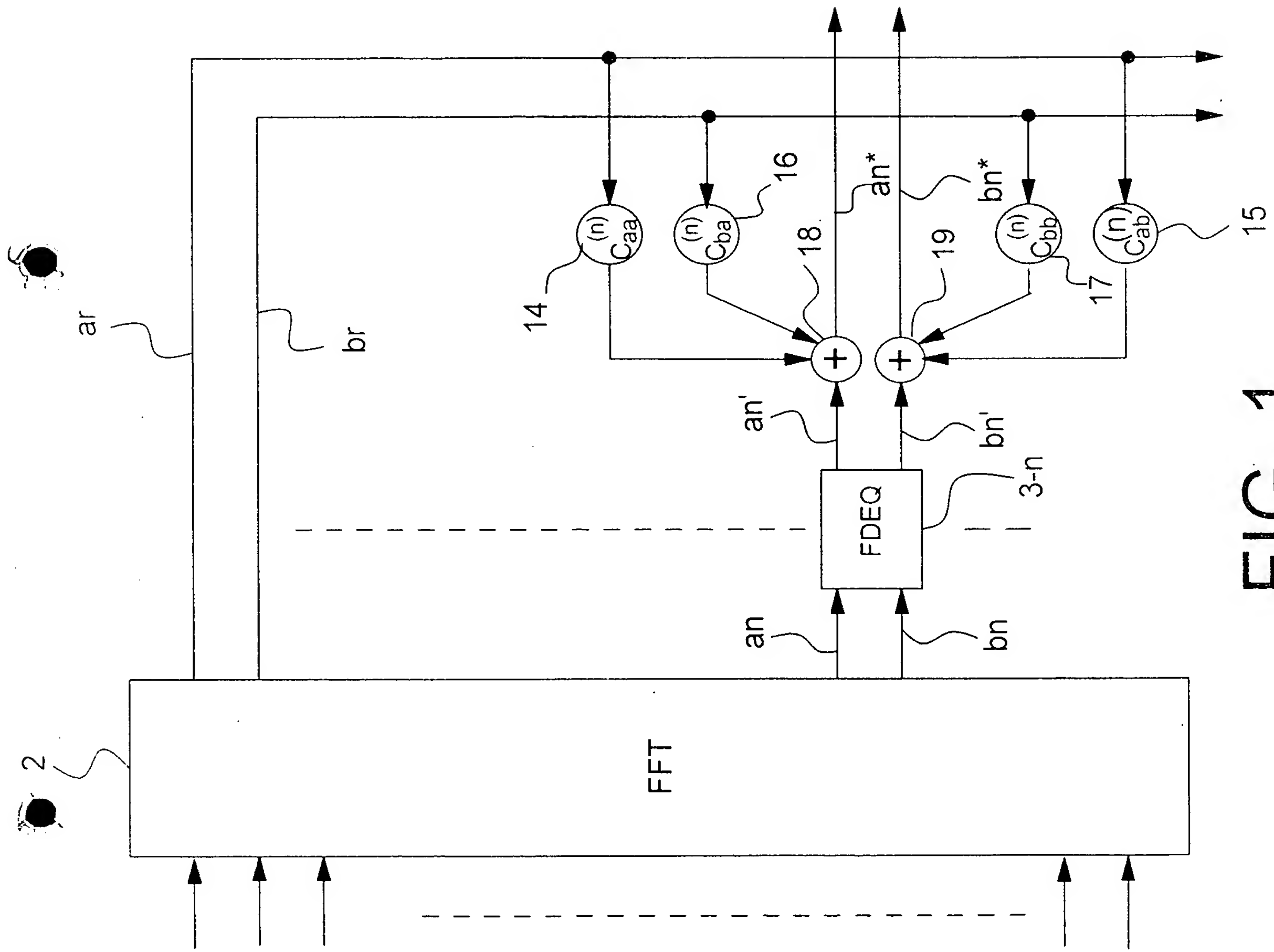


FIG. 1

2/5

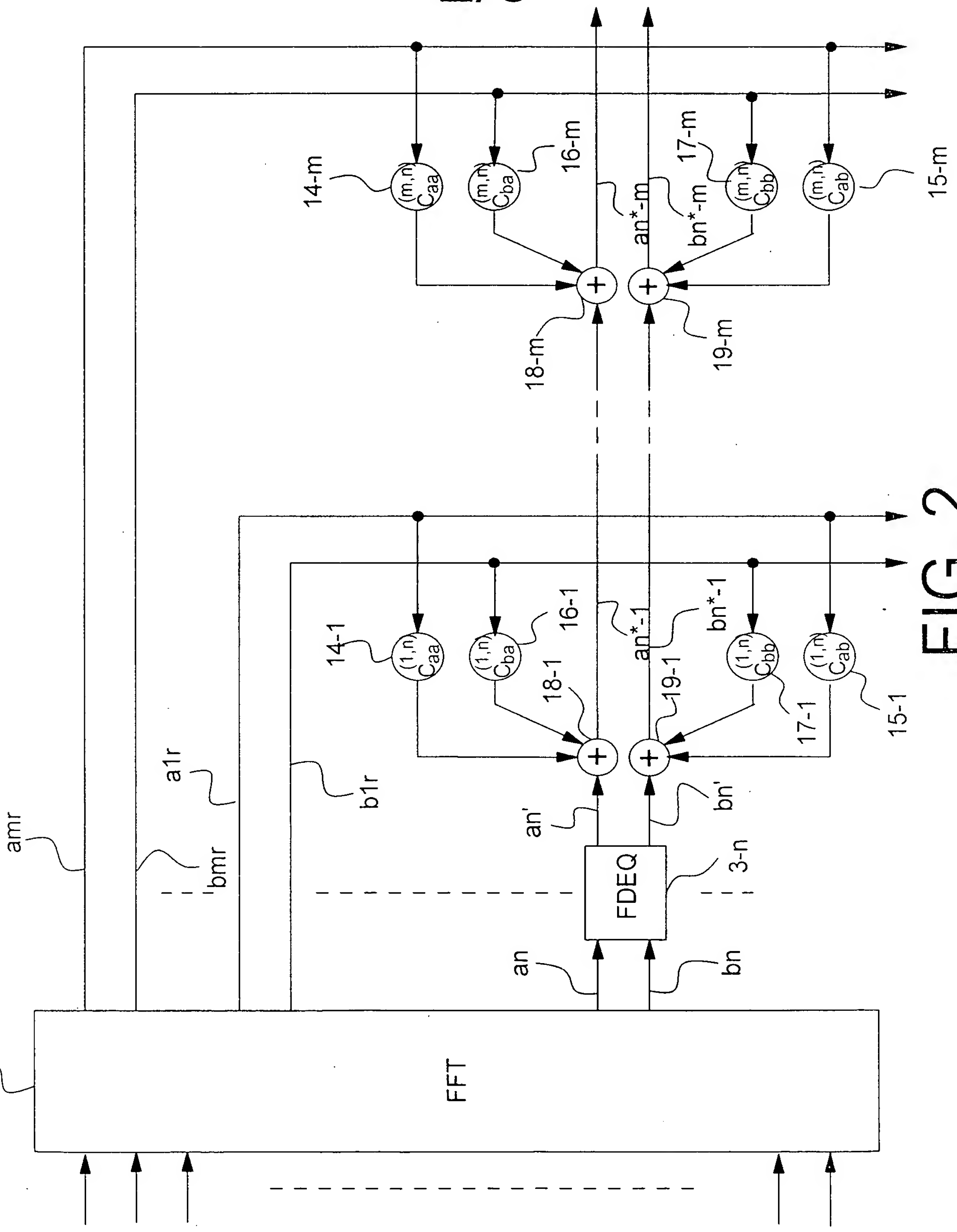


FIG. 2

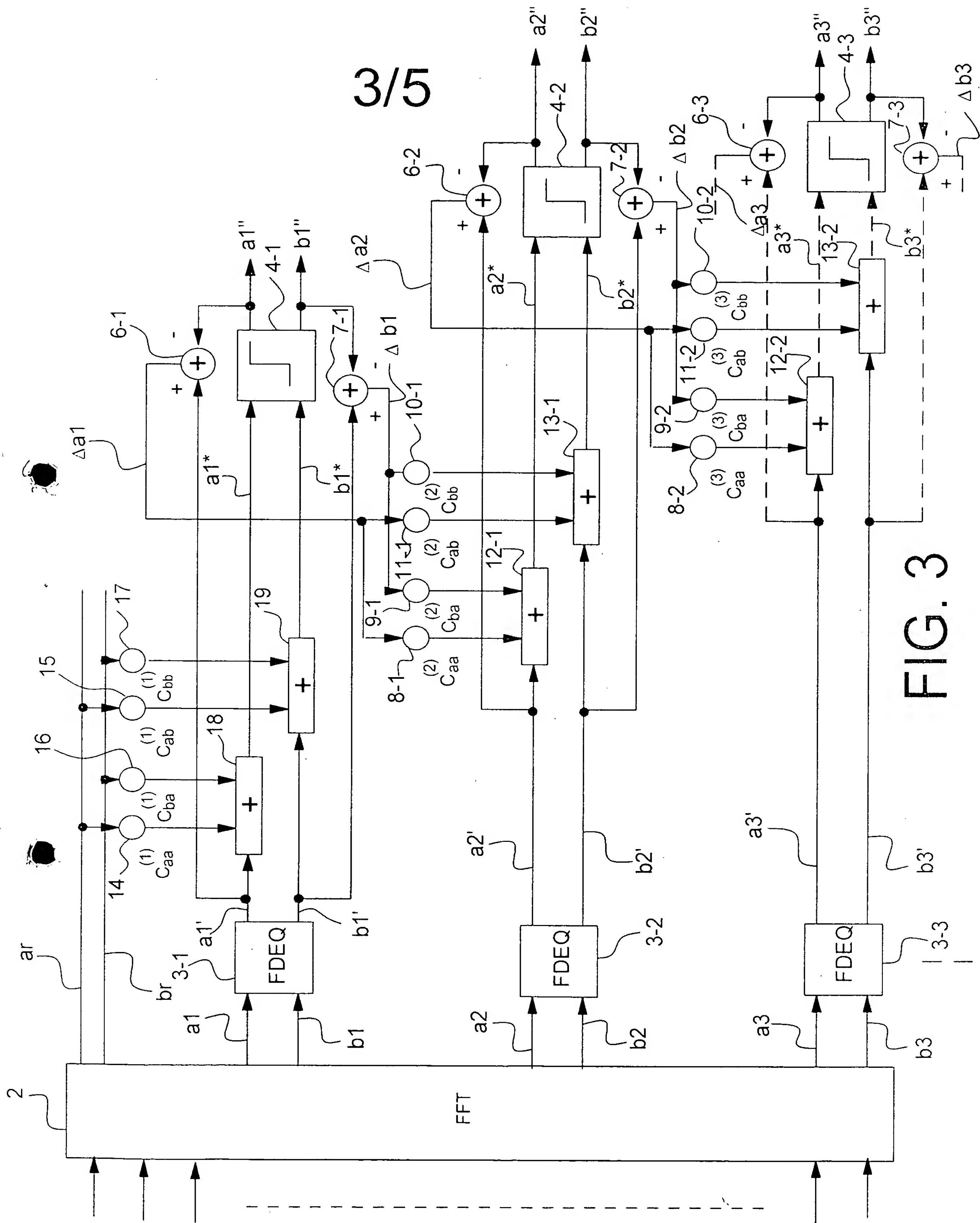


FIG. 3

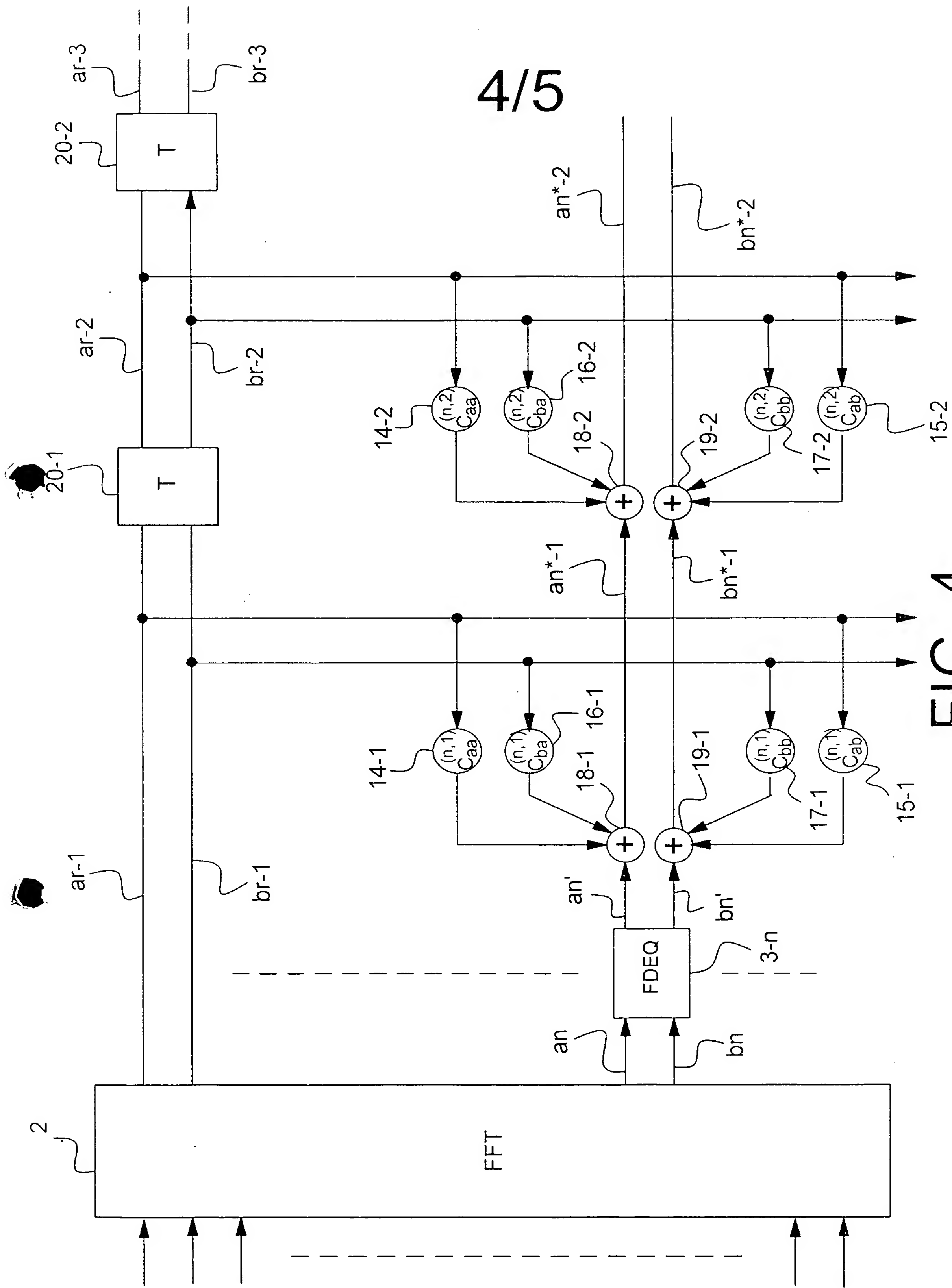


FIG. 4

FIG 5

